

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2002-111764

(43)Date of publication of application : 12.04.2002

(51)Int.Cl.

H04L 27/22

H04B 1/30

H04L 27/38

(21)Application number : 2000-296435

(71)Applicant : NEC CORP

(22)Date of filing : 28.09.2000

(72)Inventor : ICHIHARA MASAKI

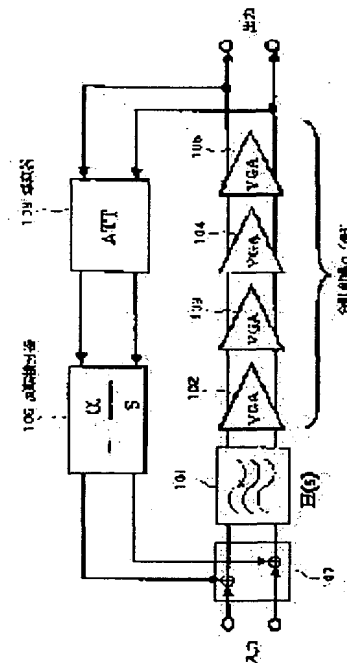
(54) BASE BAND CIRCUIT FOR DIRECT CONVRESION RECEIVER

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To prevent a frequency characteristic from changing even if a total gain is changed when a DC offset voltage is removed.

SOLUTION: The base band circuit of a direct conversion receiver is provided with an invertible integrator 106 removing the DC offset voltage and an attenuator 108.

The attenuation quantity in the attenuator 108 is set so that it becomes almost equal to the inverse of the total gain (g) of VGA 102 to 105 in a signal path. When the transmission function $H(s)$ of a low-pass filter 101 is set to '1', the transmission function $R(s)$ of the whole circuit becomes $R(s)=g.s/(s+\alpha)$. Namely, a primary high-pass filter whose gain is (g) and cutoff frequency f_c is $\alpha/2\pi$ is obtained. Since the total gain (g) is not included in the cutoff frequency f_c , the cutoff frequency f_c does not change even if the total gain (g) is changed.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

21.08.2001

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2000 Japan Patent Office

* NOTICES *

Japan Patent Office is not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. **** shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

CLAIMS

[Claim(s)]

[Claim 1] The 1st low pass filter which is the baseband circuit of the direct conversion receiver which carries out direct conversion of the RF signal inputted from the antenna to baseband signaling, and band-limits the aforementioned baseband signaling. An adjustable gain amplification means to amplify only the gain on which it was directed and to output the output from the 1st low pass filter of the above as a baseband output after amplification. The attenuating means which only a value almost equal to the gain of the aforementioned adjustable gain amplification means makes decrease the baseband signaling amplified by the aforementioned adjustable gain amplification means. The baseband circuit of the direct conversion receiver which consists of the 2nd low pass filter for taking out the dc component of the outputs from the aforementioned attenuating means, and a subtraction means to subtract the output of the 2nd low pass filter of the above from the aforementioned baseband signaling.

[Claim 2] An adjustable gain amplification means to be the baseband circuit of the direct conversion receiver which carries out direct conversion of the RF signal inputted from the antenna to baseband signaling, and to amplify and output only the gain on which the aforementioned baseband signaling was directed. The 1st low pass filter outputted as baseband signaling after band-limiting the baseband signaling amplified by the aforementioned adjustable gain amplification means and being amplified. The attenuating means which only a value almost equal to the gain of the aforementioned adjustable gain amplification means makes decrease the output of the 1st low pass filter of the above. The baseband circuit of the direct conversion receiver which consists of the 2nd low pass filter for taking out the dc component of the outputs from the aforementioned attenuating means, and a subtraction means to subtract the output of the 2nd low pass filter of the above from the aforementioned baseband signaling.

[Claim 3] The baseband circuit of the direct conversion receiver according to claim 1 or 2 with which the 1st low pass filter of the above and the aforementioned adjustable gain amplification means are constituted by two or more portions, and the sequence of those portions is arbitrarily replaced between outputs from the input.

[Claim 4] The baseband circuit of the direct conversion receiver of three given in any 1 term from the claim 1 which is the integrator with which the 2nd low pass filter of the above integrates with and outputs the phase of the output from the aforementioned attenuating means.

[Translation done.]

* NOTICES *

Japan Patent Office is not responsible for any damages caused by the use of this translation.

- 1.This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
- 2.**** shows the word which can not be translated.
- 3.In the drawings, any words are not translated.

DETAILED DESCRIPTION

[Detailed Description of the Invention]

[0001]

[The technical field to which invention belongs] this invention relates to the method of removing the direct-current-offset voltage which poses a problem in such a baseband circuit especially, about the baseband circuit of the receiver which adopted the direct conversion method.

[0002]

[Description of the Prior Art] That for which a superheterodyne method is used as a receiving method in the conventional receiving set was common. This superheterodyne method is a method which once changes into the signal of an intermediate frequency (IF) the high-frequency signal received by the antenna, amplifies the intermediate frequency signal, gets over, and generates baseband signaling. However, since it is the signal of a high-frequency field even if it is an intermediate frequency signal, the baseband circuit treating baseband signaling is difficult for IC-izing of the circuit which treats an intermediate frequency signal in things. Therefore, recently, the direct conversion method which carries out direct conversion of the high-frequency signal received by the antenna to baseband signaling is proposed.

[0003] According to the receiver of this direct conversion method, compared with the conventional superheterodyne method, the RF circuit section is simplified and part mark, such as a filter, can be cut down. Moreover, since most processings of the band limit which was being conventionally performed with the intermediate frequency band, AGC (automatic gain control), etc. can be performed in a baseband band according to the receiver of this direct conversion method, it could realize by the CMOS analog circuit and has turned [circuit / for performing these processings] to LSI-ization. Therefore, it is expected that the receiver of a direct conversion method will be used widely from now on.

[0004] The concrete composition of a direct conversion receiver is shown in drawing 5 . This direct conversion receiver has an antenna 401, the high-frequency band pass filter 402, the low noise amplifier (LNA) 403, the rectangular demodulator 404, the baseband filters 405 and 406, the baseband circuit 408, and local VCO 425.

[0005] The rectangular demodulator 404 consists of a buffer amplifier 431, multipliers 432 and 433, and a phase shifter 434. The buffer amplifier 431 has changed the signal of the single end from LNA403 into the differential output. A phase shifter 434 considers the local signal from local VCO 425 as an input, generates a cos wave and -sin wave, and is outputting each to multipliers 432 and 433. Multipliers 432 and 433 perform the multiplication between the cos wave from a phase shifter 434, -sin wave, and the signal from a buffer amplifier 431, respectively, and are generating I and Q2 line baseband signaling.

[0006] Moreover, the baseband circuit 408 is a circuit for processing baseband signaling, and is constituted by various kinds of circuits of AGC-circuit 407 grade.

[0007] Here, AGC circuit 407 consists of variable gain amplifiers (VGA:Variable Gain Amplifier) 102-105, 202-205, and a gain control circuit 416.

[0008] The gain control circuit 416 is controlling VGA 102-105 and gain of 202-205 based on the gain control signal 422 inputted from the outside. VGA 102-105 and VGA 202-205 are outputted as baseband signaling 423 and 424 after it amplified the baseband signaling inputted from the

baseband filters 405 and 406 and being amplified by the gain directed by the gain control circuit 416, respectively.

[0009] Next, operation of this direct conversion receiver is explained with reference to drawing 5.

[0010] The RF signal received with the antenna 401 is band-limited in the RF band pass filter 402, and only the signal component of a receiving band is taken out. And the signal band-limited by the RF band pass filter 402 is amplified with the low noise amplifier (LNA) 403, and is inputted into the rectangular demodulator 404 as it is. Although the rectangular demodulator 404 is driven by the local signal generated with local VCO 425, this local signal of it is the same as that of the center frequency of a RF signal which receives. Direct baseband signaling is generated from a RF signal by the rectangular demodulator 404. Baseband signaling is I and a Q2 line signal, and after being band-limited by the baseband filters 405 and 406, respectively, it is amplified so that an average amplitude may become fixed by AGC circuit 407. Since the gain control circuit 416 and algorithm which control this gain are not related to this invention, they omit explanation. The output of AGC circuit 407 is outputted to the latter part as baseband signaling 423 and 424 after being amplified, respectively.

[0011] By the direct conversion method, the not a SAW (Surface Acoustic Wave : surface acoustic wave) filter but baseband filters 405 and 406 of IF band realize the channel filter for oppressing a contiguity channel. Since it is realizable in the circuit which used the active element, these are suitable for IC-ization. Moreover, since a RF is changed into direct baseband signaling, second local VCO for changing an intermediate frequency signal into baseband signaling can be made unnecessary. So, all the receiving circuits from LNA403 to the baseband signaling 423 and 424 after [which is the output of AGC circuit 407] being amplified can be formed into 1 chip. thus, it will contribute to the miniaturization of a cellular-phone machine, and part mark curtailment greatly that it can finish coming out of forming all receiving circuits into 1 chip

[0012] However, if direct-current-offset voltage is also slight, since the gain of AGC circuit 407 will amount also to dozens of dB in the baseband filters 405 and 406 and AGC circuit 407 depending on the case, the saturation phenomenon in which an output sticks to a power supply or a gland occurs.

[0013] In the direct conversion baseband circuit of a method where the dynamic range of an input signal like especially a wideband CDMA (Wide Band Code Division Multiple Access) method is large, since the dynamic range of AGC circuit 407 amounts to about 80dB, the problem by direct-current-offset voltage generates it more notably.

[0014] For example, there is direct-current-offset voltage of 1mV with the baseband filter 405, and if the gain of AGC circuit 407 was 80dB (namely, 10000 times), the dc component of 10V will appear in an output. Of course, in a portable telephone, since such voltage is over the voltage of a cell far, operation of it will become impossible. Therefore, in the baseband circuit of a direct conversion receiver, it becomes an important technical problem to remove direct-current-offset voltage as much as possible.

[0015] As simplest method of removing direct-current-offset voltage, there is a C-cut (capacitor cut) method as shown in drawing 6. In drawing 6, the high-pass filters 308, 309, 310, and 311 for performing C-cut are inserted between the low pass filter 101 for a band limit, and VGA 102, 103, 104, and 105 which constitutes AGC circuit 407. The transfer function of these high-pass filters 308-311 serves as the form $B(S) = S/(S+\alpha)$.

[0016] By considering as such circuitry, the transfer to the output side of the direct-current-offset voltage generated in each circuit can be prevented. However, in C-cut method, in order to remove certainly a part for the direct-current-offset voltage generated in each portion, as shown in drawing 6, it is necessary to insert two or more high-pass filters 308, 309, 310, and 311. And since the cut off frequency of high-pass filters 308, 309, 310, and 311 has the desirable thing low as much as possible, the capacity of the capacitor in C-cut method will become large. Therefore, if the high-pass filters 308, 309, 310, and 311 of such a large number are put in into IC, the problem of the chip area of IC becoming large will occur. Moreover, by passing along two or more high-pass filters, the strain of a signal wave form increases and there is a possibility that an error rate may deteriorate.

[0017] The direct-current negative feedback method shown in drawing 7 was proposed as a method of solving this problem. The composition of the baseband circuit of drawing 7 Reference: "A 2-GHz Wide-Band Direct Conversion Receiver for WCDMA Applications" Aarno Parssinen, Jarkko Jussila, Jussi Ryyanen, Lauri Sumanen, Kari A.I. Halonen IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS, The composition described is simplified and introduced in VOL.34, NO.12, and DECEMBER 1999 PAGE 1893-1903.

[0018] The baseband circuit of this conventional direct-current negative feedback method consists of a low pass filter 101, VGA 102-105, a reversal integrator 106, and an adder 107, as shown in drawing 7.

[0019] In drawing 7, direct-current-offset voltage is removed by taking out a dc component from the output of VGA105 with the reversal integrator 106, and performing negative feedback with an adder 107 in the input side of a low pass filter 101 instead of C-cut method.

[0020] As concrete circuitry of the reversal integrator 106, circuitry as shown in drawing 8 can be considered. Reference of drawing 8 constitutes the reversal integrator 106 from an operational amplifier 80, a capacitor 81, and resistance 82. The signal inputted into the reversal integrator 106 is inputted into the inversed input terminal of an operational amplifier 80 through resistance 82. Moreover, the noninverting input terminal of an operational amplifier 80 is connected to a gland, and the capacitor 81 is connected between the noninverting input terminal of an operational amplifier 80, and the output terminal. If capacity value of R and a capacitor 81 is set to C for the resistance of resistance 82, the transfer function of such a reversal integrator 106 of circuitry will serve as $-1-/CR/S$, and will serve as $\alpha = 1-/CR$.

[0021] Transfer function [of this composition] $R(s)$ is g : Sum total gain [of VGA 102-105] $H(s)$: Transfer function alpha of the low pass filter 101 of a band limit: It is [0022] when it is the coefficient of the reversal integrator 106.

[Equation 1]

$$R(s) = \frac{g \cdot H(s)}{1 + g \cdot H(s) \cdot \frac{\alpha}{s}} = g \cdot \frac{s \cdot H(s)}{s + g \cdot H(s) \cdot \alpha} \quad \dots \dots (1)$$

[0023] It can express. On an angular-frequency (omega) shaft, it is [0024].

[Equation 2]

$$R(j\omega) = g \cdot \frac{j\omega}{j\omega + g \cdot H(j\omega) \cdot \alpha} \cdot H(j\omega) \quad \dots \dots (2)$$

[0025] It can write. In low frequency which discusses removal of direct-current-offset voltage, the transfer function H of a low pass filter 101 ($j\omega$) may almost be considered to be 1, and it is [0026].

[Equation 3]

$$R(j\omega) \approx g \cdot \frac{j\omega}{j\omega + g \cdot \alpha} \quad \dots \dots (3)$$

[0027] It comes out. That is, for gain, a cut off frequency f_c is [0028] at g .

[Equation 4]

$$f_c = \frac{g \cdot \alpha}{2\pi} \quad \dots \dots (4)$$

[0029] It can be considered that it is the high-pass filter of the primary **.

[0030] Thus, if the composition of drawing 7 is used, direct-current-offset voltage is removable only by constituting one reversal integrator 106 in the feedback loop. Furthermore, with this composition, all also of a low pass filter 101 and the direct-current-offset voltage generated in each of VGA 102, 103, 104, and 105 are removable. Therefore, as compared with the case of C-cut method, it is a few circuit scale, and, moreover, distortion of a signal can be suppressed to the minimum.

[0031] However, there are the following troubles in this method. g is contained in the cut off

frequency f_c of direct-current removal as shown in a formula (4). Therefore, a cut off frequency f_c will change in proportion to the sum total gain g of VGA 102-105.

[0032] The amplitude characteristic of the transfer function of a formula (2) is shown in drawing 9. In this drawing 9, the amplitude characteristic at the time of changing the value of the sum total gain g at intervals of 6dB from 0dB to 66dB is calculated and plotted. It turns out that the cut-off cycle f_c will become high if the sum total gain g increases so that clearly from drawing 9, and the frequency characteristic of an amplitude collapses greatly.

[0033]

[Problem(s) to be Solved by the Invention] In the baseband circuit of the conventional direct conversion receiver mentioned above, when the circuit for removing direct-current-offset voltage was prepared and sum total gain increased, the cut-off cycle became high, and there was a trouble that the frequency characteristic of an amplitude will collapse greatly.

[0034] The purpose of this invention is offering the baseband circuit of a direct conversion receiver in which the circuit for removing direct-current-offset voltage from which the frequency characteristic of an amplitude does not change was established, even when sum total gain changes.

[0035]

[Means for Solving the Problem] In order to attain the above-mentioned purpose, the baseband circuit of the direct conversion receiver of this invention The 1st low pass filter which is the baseband circuit of the direct conversion receiver which carries out direct conversion of the RF signal inputted from the antenna to baseband signaling, and band-limits the aforementioned baseband signaling. An adjustable gain amplification means to amplify only the gain on which it was directed and to output the output from the 1st low pass filter of the above as a baseband output after amplification. The attenuating means which only a value almost equal to the gain of the aforementioned adjustable gain amplification means makes decrease the baseband signaling amplified by the aforementioned adjustable gain amplification means. It consists of the 2nd low pass filter for taking out the dc component of the outputs from the aforementioned attenuating means, and a subtraction means to subtract the output of the 2nd low pass filter of the above from the aforementioned baseband signaling.

[0036] Only a value almost equal to the gain of an adjustable gain amplification means attenuates the baseband signaling amplified by the adjustable gain amplification means by attenuating means, and it is made to take out a dc component by the 2nd low pass filter after that in this invention. Therefore, the cut off frequency in the frequency characteristic of an amplitude is determined by only the coefficient of the 2nd low pass filter, and does not change depending on the value of the sum total gain of an adjustable gain amplification means. thereby, according to this invention, turn the frequency characteristic strangely by the sum total gain of an adjustable gain means —
**** -- direct-current-offset voltage is removable without things

[0037]

[Embodiments of the Invention] Next, the gestalt of operation of this invention is explained in detail with reference to a drawing.

[0038] (1st operation gestalt) Drawing 1 is the block diagram showing the composition of the baseband circuit of the direct conversion receiver of the 1st operation gestalt of this invention. In drawing 1, the same sign shall be given to the same component as the component in drawing 7, and explanation shall be omitted.

[0039] The attenuator 108 for gain adjustment is newly formed in the feedback loop to the conventional baseband circuit which showed the baseband circuit of this operation gestalt to drawing 7. The magnitude of attenuation of an attenuator 108 is set up so that it may become almost equal to the inverse number of the sum total gain g which is the sum total of the gain of VGA 102, 103, 104, and 105 in a signal path.

[0040] Next, operation of the baseband circuit of this operation gestalt is explained in detail.

[0041] It is g like the baseband circuit of drawing 7. : Sum total gain [of VGA 102-105] $H(s)$: The transfer function α of the low pass filter 101 of a band limit: When it is the coefficient of the reversal integrator 106, whole transfer function $R(s)$ is [0042].

[Equation 5]

$$R(s) = \frac{g \cdot H(s)}{1 + g \cdot H(s) \cdot \frac{\alpha}{s \cdot g}} = g \cdot \frac{s \cdot H(s)}{s + H(s) \cdot \alpha} \quad \dots \dots (5)$$

[0043] It can express. On an angular-frequency (ω) shaft, it is [0044].

[Equation 6]

$$R(j\omega) = g \cdot \frac{j\omega}{j\omega + H(j\omega) \cdot \alpha} \cdot H(j\omega) \quad \dots \dots \dots (6)$$

[0045] It can write. In low frequency which discusses removal of direct-current-offset voltage, the transfer function H of a low pass filter 101 ($j\omega$) may almost be considered to be 1, and it is [0046].

[Equation 7]

$$R(j\omega) \approx g \cdot \frac{j\omega}{j\omega + \alpha} \quad \dots \dots \dots (7)$$

[0047] It becomes. That is, for gain, a cut off frequency f_c is [0048] at g .

[Equation 8]

$$f_c = \frac{\alpha}{2\pi} \quad \dots \dots \dots (8)$$

[0049] It can be considered that it is the high-pass filter of the primary **.

[0050] Even if it changes the sum total gain g since the sum total gain g of VGA 102–105 is not included in a formula (8) so that more clearly than this, a cut off frequency f_c does not change.

[0051] The example of the amplitude characteristic of the transfer function of a formula (6) is shown in drawing 2. In this drawing 2, when changing the value of the sum total gain g at intervals of 6dB from 0dB to 66dB, the amplitude characteristic is calculated and plotted. Even if it changes the sum total gain g so that clearly from drawing 2, it turns out that the frequency characteristic of an amplitude itself does not change at all relatively.

[0052] thus, according to the baseband circuit of the direct conversion receiver of this operation gestalt, turn the frequency characteristic strangely by the sum total gain g of AGC circuit 407 — **** — direct-current-offset voltage can be removed without things, next (2nd operation gestalt) the baseband circuit of the direct conversion receiver of the 2nd operation gestalt of this invention is explained

[0053] Although the fundamental composition is the same as that of the 1st operation gestalt explained above as the baseband circuit of the 2nd operation gestalt of this invention is shown in drawing 3, the composition is changed a little.

[0054] When specification, such as contiguity channel selectivity, is very severe, it may be difficult to realize a low pass filter altogether by one place. In this case, a low pass filter 101 may be divided into two, a filter 109 and a filter 110, like drawing 3. Moreover, VGA103 may be inserted like drawing 3 among the separated low pass filters 109 and 110, or VGA702 may be formed before a low pass filter 109. Thus, even when the sequence of a circuit block is replaced or divided, this invention is completely effective similarly.

[0055] (3rd operation gestalt) Next, the baseband circuit of the direct conversion receiver of the 3rd operation gestalt of this invention is explained.

[0056] Although the reversal integrator 106 and the attenuator 108 were separated and installed in the feedback loop, the reversal integrator 106 and one reversal integrator 818 as shown instead of an attenuator 108 at drawing 4 can also constitute from the direct conversion of the above 1st and the 2nd operation gestalt in the baseband circuit of the direct conversion receiver of this operation gestalt.

[0057] This reversal integrator 818 consists of an operational amplifier 801, a capacitor 802, and a variable resistor 817. Moreover, the variable resistor 817 is constituted by resistance 803–809 and switches 810–816, and can obtain desired resistance now by operating switches 810–816 appropriately.

[0058] When capacity value of a capacitor 802 is set to C and the resistance obtained by the

variable resistor 817 is set to R, the coefficient alpha of this reversal integrator 818 is [0059].
[Equation 9]

$$\alpha = \frac{1}{C \cdot R} \dots \dots \dots (9)$$

[0060] It is expressed. Therefore, it will be [0061] if resistance R is changed so that it may be proportional to the sum total gain g.

[Equation 10]

$$R = g \cdot R_0 \dots \dots \dots (10)$$

[0062] Being able to express, a formula (4) is [0063].

[Equation 11]

$$f_c = \frac{g \cdot \alpha}{2\pi} = \frac{g \cdot 1}{2\pi \cdot C \cdot R} = \frac{g}{2\pi \cdot C \cdot g \cdot R_0} = \frac{1}{2\pi \cdot C \cdot R_0} = \frac{\alpha_0}{2\pi} \dots \dots \dots (11)$$

[0064] Also in a next door and this operation form, even if the sum total gain g changes, it turns out that a cut off frequency f_c does not change.

[0065]

[Effect of the Invention] as explained above, according to this invention, turn the frequency characteristic strangely by the sum total gain of an AGC circuit -- **** -- it has the effect that direct-current-offset voltage is removable without things

[Translation done.]

* NOTICES *

Japan Patent Office is not responsible for any damages caused by the use of this translation.

- 1.This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
- 2.**** shows the word which can not be translated.
- 3.In the drawings, any words are not translated.

DESCRIPTION OF DRAWINGS

[Brief Description of the Drawings]

[Drawing 1] It is the block diagram showing the composition of the baseband circuit of the direct conversion receiver of the 1st operation gestalt of this invention.

[Drawing 2] It is drawing showing the amplitude characteristic of the transfer function of the baseband circuit of drawing 1 .

[Drawing 3] It is the block diagram showing the composition of the baseband circuit of the direct conversion receiver of the 2nd operation gestalt of this invention.

[Drawing 4] It is the block diagram showing the composition of the baseband circuit of the direct conversion receiver of the 3rd operation gestalt of this invention.

[Drawing 5] It is the block diagram showing the composition of a direct conversion receiver.

[Drawing 6] It is the block diagram showing the composition of the baseband circuit of the conventional direct conversion receiver which adopted C-cut method.

[Drawing 7] It is the block diagram showing the composition of the baseband circuit of the conventional direct conversion receiver which adopted the direct-current negative feedback method.

[Drawing 8] It is the circuit diagram showing the concrete example of the reversal integrator 106 in drawing 7 .

[Drawing 9] It is drawing showing the amplitude characteristic of the transfer function of the conventional baseband circuit shown in drawing 7 .

[Description of Notations]

80 Operational Amplifier

81 Capacitor

82 Resistance

101 Low Pass Filter

102-105 Variable gain amplifier (VGA)

106 Reversal Integrator

107 Adder

108 Attenuator

109 110 Low pass filter

202-205 Variable gain amplifier (VGA)

301 Low Pass Filter

302~305 VGA

308-311 Philharmonic a high path

401 Antenna

402 RF Band Pass Filter

403 Low Noise Amplifier (LNA)

404 Rectangular Demodulator

405 406 Baseband filter

407 AGC Circuit

408 Baseband Circuit

416 Gain Control Circuit

422 Gain Control Signal
423 424 Baseband signaling after amplification
425 Local VCO
431 Buffer Amplifier
432 433 Multiplier
434 Phase Shifter
702 VGA
706 Reversal Integrator
801 Operational Amplifier
802 Capacitor
803-809 Resistance
810-816 Switch
817 Variable Resistor
818 Reversal Integrator

[Translation done.]

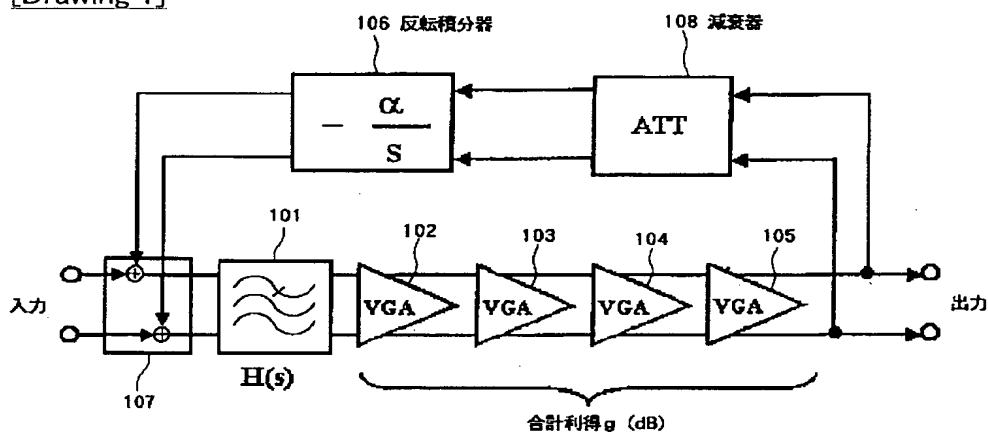
* NOTICES *

Japan Patent Office is not responsible for any damages caused by the use of this translation.

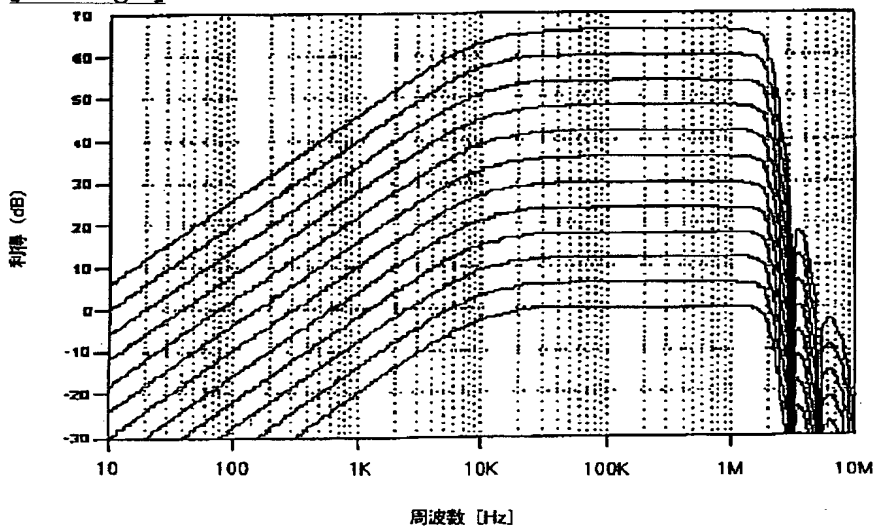
1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. **** shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

DRAWINGS

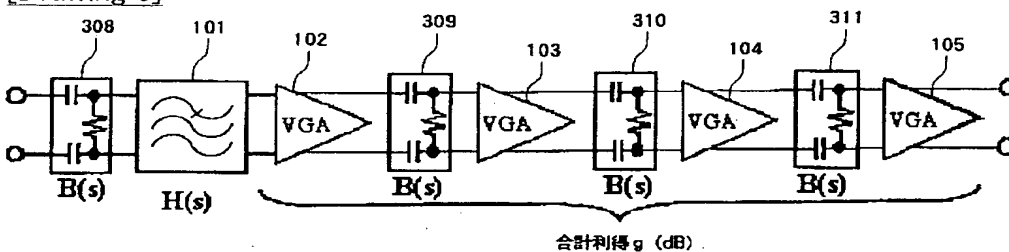
[Drawing 1]



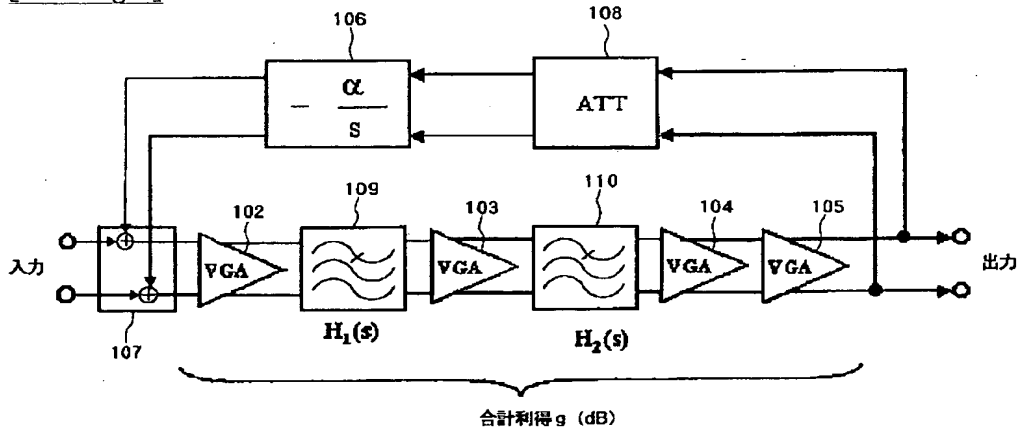
[Drawing 2]



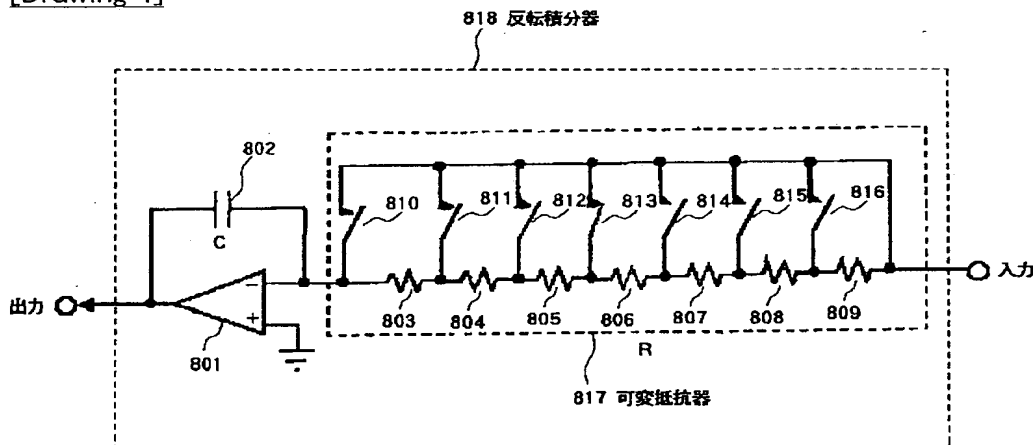
[Drawing 6]



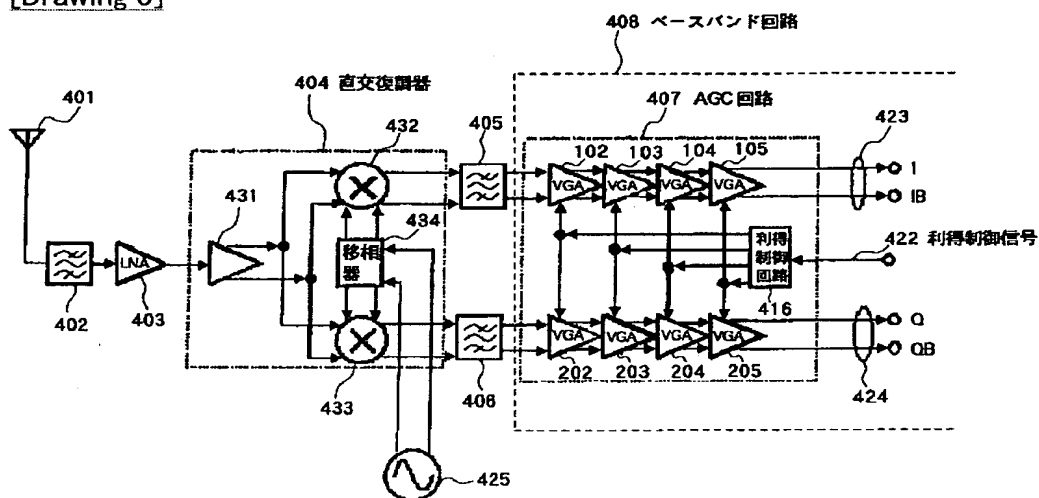
[Drawing 3]



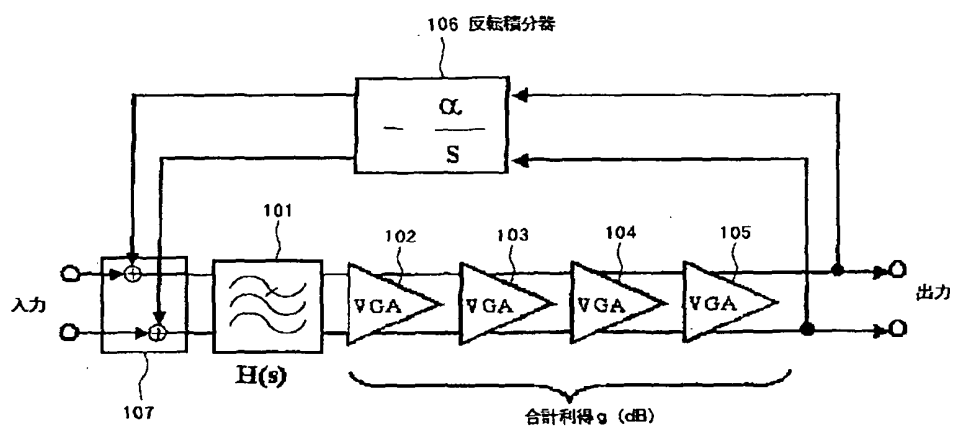
[Drawing 4]



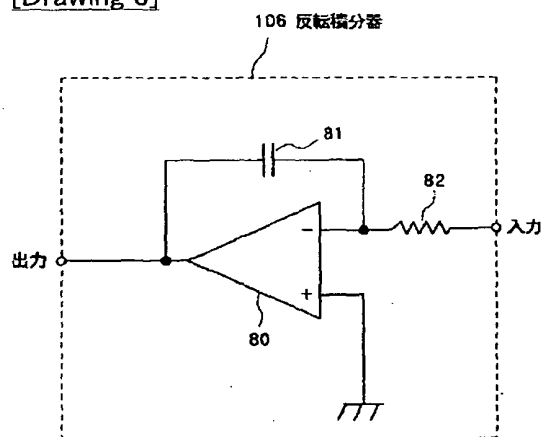
[Drawing 5]



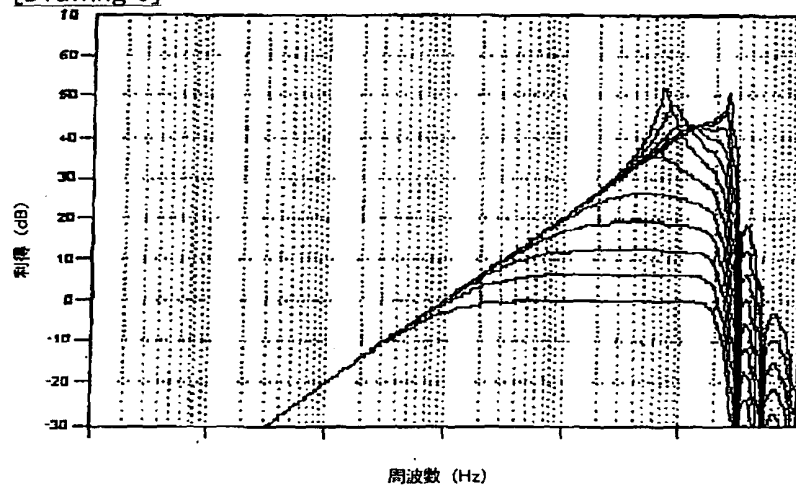
[Drawing 7]



[Drawing 8]



[Drawing 9]



[Translation done.]

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2002-111764

(P2002-111764A)

(43) 公開日 平成14年4月12日 (2002. 4. 12)

(51) Int.Cl.⁷

識別記号

F I

テームコード* (参考)

H 0 4 L 27/22

H 0 4 B 1/30

5 K 0 0 4

H 0 4 B 1/30

H 0 4 L 27/22

Z

H 0 4 L 27/38

27/00

G

審査請求 有 請求項の数4 O L (全 9 頁)

(21) 出願番号 特願2000-296435 (P2000-296435)

(22) 出願日 平成12年9月28日 (2000. 9. 28)

(71) 出願人 000004237

日本電気株式会社

東京都港区芝五丁目7番1号

(72) 発明者 市原 正貴

東京都港区芝五丁目7番1号 日本電気株

式会社内

(74) 代理人 100088328

弁理士 金田 暢之 (外2名)

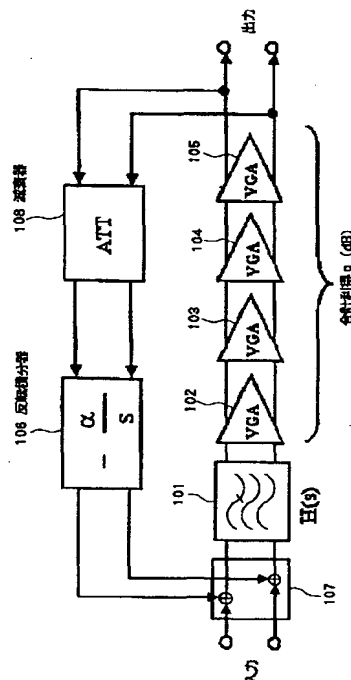
Fターム(参考) 5K004 AA05 AA08 FH01 FH04 JH03

(54) 【発明の名称】 ダイレクトコンバージョン受信機のベースバンド回路

(57) 【要約】

【課題】 直流オフセット電圧を除去する場合において、合計利得が変化した場合でも周波数特性が変化しないようにする。

【解決手段】 ダイレクトコンバージョン受信機のベースバンド回路において、直流オフセット電圧を除去するための反転積分器106、減衰器108を設ける。減衰器108の減衰量は、信号経路にあるVGA102~105の合計利得 g の逆数にほぼ等しくなるように設定する。この回路全体の伝達関数 $R(s)$ は、ローパスフィルタ101の伝達関数 $H(s)$ を1とすると、 $R(s) = g \cdot s / (s + \alpha)$ となる。つまり、利得が g でカットオフ周波数 $f_c = \alpha / 2\pi$ の1次のハイパスフィルタとみなせる。カットオフ周波数 f_c には合計利得 g は含まれていないので、合計利得 g を変化させてもカットオフ周波数 f_c は変化しない。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 アンテナから入力された高周波信号をベースバンド信号に直接変換するダイレクトコンバージョン受信機のベースバンド回路であって、前記ベースバンド信号を帯域制限する第1のローパスフィルタと、

前記第1のローパスフィルタからの出力を、指示された利得だけ増幅して増幅後のベースバンド出力として出力する可変利得増幅手段と、

前記可変利得増幅手段により増幅されたベースバンド信号を前記可変利得増幅手段の利得とほぼ等しい値だけ減衰させる減衰手段と、

前記減衰手段からの出力のうちの直流成分を取り出すための第2のローパスフィルタと、

前記第2のローパスフィルタの出力を前記ベースバンド信号から減算する減算手段とから構成されているダイレクトコンバージョン受信機のベースバンド回路。

【請求項2】 アンテナから入力された高周波信号をベースバンド信号に直接変換するダイレクトコンバージョン受信機のベースバンド回路であって、

前記ベースバンド信号を、指示された利得だけ増幅して出力する可変利得増幅手段と、

前記可変利得増幅手段により増幅されたベースバンド信号を帯域制限して増幅された後のベースバンド信号として出力する第1のローパスフィルタと、

前記第1のローパスフィルタの出力を前記可変利得増幅手段の利得とほぼ等しい値だけ減衰させる減衰手段と、

前記減衰手段からの出力のうちの直流成分を取り出すための第2のローパスフィルタと、

前記第2のローパスフィルタの出力を前記ベースバンド信号から減算する減算手段とから構成されているダイレクトコンバージョン受信機のベースバンド回路。

【請求項3】 前記第1のローパスフィルタおよび前記可変利得増幅手段が複数の部分により構成されていて、入力から出力の間で、それらの部分の順序が任意に入れ替えられている請求項1または2に記載のダイレクトコンバージョン受信機のベースバンド回路。

【請求項4】 前記第2のローパスフィルタが、前記減衰手段からの出力の位相を積分して出力する積分器である請求項1から3のいずれか1項記載のダイレクトコンバージョン受信機のベースバンド回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、ダイレクトコンバージョン方式を採用した受信機のベースバンド回路に関し、特にこのようなベースバンド回路において問題となる直流オフセット電圧を除去する方法に関するものである。

【0002】

【従来の技術】 従来の受信装置では、受信方式としてス

ーパーヘテロダイン方式が用いられるものが一般的であった。このスーパーヘテロダイン方式は、アンテナにより受信された高周波数信号を一旦中間周波数（IF）の信号に変換し、その中間周波数信号を増幅、復調してベースバンド信号を生成する方式である。しかし、中間周波数信号であっても高周波数領域の信号であるため、ベースバンド信号を扱うベースバンド回路とはことなり、中間周波数信号を扱う回路のIC化は困難である。そのため、最近ではアンテナにより受信された高周波数信号をベースバンド信号へ直接変換するダイレクトコンバージョン方式が提案されている。

【0003】 このダイレクトコンバージョン方式の受信機によれば、従来のスーパーヘテロダイン方式に比べて、高周波回路部が簡略化され、フィルタなどの部品点数を削減することができる。また、このダイレクトコンバージョン方式の受信機によれば、従来中間周波数帯で行っていた帯域制限やAGC（自動利得制御）等の処理もほとんどベースバンド帯域で行うことができるため、これらの処理を行うための回路をCMOSアナログ回路で実現することができLSI化に向いている。そのため、ダイレクトコンバージョン方式の受信機は、今後広く使われるものと予想される。

【0004】 図5に、ダイレクトコンバージョン受信機の具体的な構成を示す。このダイレクトコンバージョン受信機は、アンテナ401と、高周波数バンドパスフィルタ402と、ローノイズアンプ（LNA）403と、直交復調器404と、ベースバンドフィルタ405、406と、ベースバンド回路408と、ローカル発振器425とを有している。

【0005】 直交復調器404は、バッファアンプ431と、乗算器432、433と、移相器434とから構成されている。バッファアンプ431は、LNA403からのシングルエンドの信号を差動出力に変換している。移相器434は、ローカル発振器425からのローカル信号を入力とし、cos波と-sin波を生成し、それぞれを乗算器432、433に出力している。乗算器432、433は、移相器434からのcos波、-sin波と、バッファアンプ431からの信号との間の乗算をそれぞれ行い、I、Q2系統のベースバンド信号を生成している。

【0006】 また、ベースバンド回路408は、ベースバンド信号を処理するための回路であり、AGC回路407等の各種の回路により構成されている。

【0007】 ここで、AGC回路407は、可変利得増幅器（VGA: Variable Gain Amplifier）102～105、202～205と、利得制御回路416とから構成されている。

【0008】 利得制御回路416は、外部から入力された利得制御信号422に基づいて、VGA102～105、202～205の利得の制御を行っている。VGA

102~105およびVGA202~205は、利得制御回路416により指示された利得により、ベースバンドフィルタ405、406から入力されたベースバンド信号を増幅して、それぞれ増幅された後のベースバンド信号423、424として出力している。

【0009】次に、このダイレクトコンバージョン受信機の動作を図5を参照して説明する。

【0010】アンテナ401で受信された高周波信号は、高周波バンドパスフィルタ402において帯域制限され、受信帯域の信号成分のみが取り出される。そして、高周波バンドパスフィルタ402により帯域制限された信号はローノイズアンプ(LNA)403により増幅され、そのまま直交復調器404に入力される。直交復調器404はローカル発振器425により生成されたローカル信号で駆動されるが、このローカル信号は受信する高周波信号の中心周波数と同じである。直交復調器404によって、高周波信号から直接ベースバンド信号が生成される。ベースバンド信号はI、Q2系統の信号であり、それぞれベースバンドフィルタ405、406により帯域制限されたあと、AGC回路407で平均的振幅が一定になるように増幅される。この利得を制御する利得制御回路416、アルゴリズムは本発明とは関係ないので説明を省略する。AGC回路407の出力はそれぞれ増幅された後のベースバンド信号423、424として後段に出力される。

【0011】ダイレクトコンバージョン方式では、隣接チャンネルを抑圧するためのチャンネルフィルタは、I F帯のSAW(Surface Acoustic Wave:弾性表面波)フィルタではなく、ベースバンドフィルタ405、406で実現する。これらは能動素子を用いた回路で実現することができるので、IC化に適している。また、高周波を直接ベースバンド信号に変換するので、中間周波数信号をベースバンド信号に変換するためのセカンドローカル発振器を不要とすることができる。それゆえ、LNA403からAGC回路407の出力である増幅された後のベースバンド信号423、424までの全ての受信回路を1チップ化することができる。このように全ての受信回路を1チップ化することができれば、携帯電話器の小型化、部品点数削減に大きく寄与することとなる。

【0012】しかし、ベースバンドフィルタ405、406およびAGC回路407において、直流オフセット電圧が僅かでもあると、AGC回路407の利得は場合によっては数十dBにも達するので、出力が電源やグラウンドに張り付く飽和現象が発生する。

【0013】特にW-CDMA(Wide Band Code Division Multiple Access)方式のような受信信号のダイナミックレンジが大きい方式のダイレクトコンバージョンベースバンド回路では、AGC回路407のダイナミックレンジは80dB程度に達するため直流オフセット電圧による問題がより顕著に発生する。

【0014】例えば、ベースバンドフィルタ405で1mVの直流オフセット電圧があり、AGC回路407の利得が80dB(すなわち10000倍)であったとすれば、出力に10Vの直流成分が出ることになる。もちろん、携帯電話機等ではこのような電圧は電池の電圧をはるかに超えているため、動作不能になってしまう。従って、ダイレクトコンバージョン受信機のベースバンド回路では、直流オフセット電圧を可能な限り除去することが重要な課題となる。

【0015】直流オフセット電圧を除去する最も単純な方法としては、図6に示すようなC-カット(コンデンサカット)方式がある。図6では、C-カットを行うためのハイパスフィルタ308、309、310、311を、帯域制限のためのローパスフィルタ101、および、AGC回路407を構成するVGA102、103、104、105の間に挿入している。このハイパスフィルタ308~311の伝達関数は、 $B(s) = s / (s + \alpha)$ という形となる。

【0016】このような回路構成とすることにより、各回路で発生する直流オフセット電圧の出力側への伝達を阻止することができる。しかしながら、C-カット方式においては、各部分で発生する直流オフセット電圧分を確実に取り除くために、図6に示すように複数のハイパスフィルタ308、309、310、311を挿入する必要がある。そして、ハイパスフィルタ308、309、310、311のカットオフ周波数はできる限り低いことが望ましいため、C-カット方式におけるコンデンサの容量は大きいものになってしまう。従って、このような多数のハイパスフィルタ308、309、310、311をICの中に入れるとICのチップ面積が大きくなってしまふ等の問題が発生する。また、複数のハイパスフィルタを通ることにより、信号波形のひずみが増大し、誤り率が劣化する恐れがある。

【0017】この問題を解決する方法として提案されたのが、図7に示す直流負帰還方式である。図7のベースバンド回路の構成は、文献: "A 2-GHz Wide-Band Direct Conversion Receiver for WCDMA Applications" Arno Parssinen, Jarkko Jussila, Jussi Ryyanen, Lauri Sumanen, Kari A. I. Halonen IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS, VOL. 34, NO. 12, DECEMBER 1999 PAGE 1893-1903において、記述されている構成を簡略化して紹介したものである。

【0018】この従来の直流負帰還方式のベースバンド回路は、図7に示されるように、ローパスフィルタ101と、VGA102~105と、反転積分器106と、加算器107とから構成されている。

【0019】図7においては、C-カット方式の代わりに、VGA105の出力から反転積分器106で直流成分を取り出し、ローパスフィルタ101の入力側において加算器107で負帰還を行うことによって、直流オフ

セット電圧を除去している。

【0020】反転積分器106の具体的な回路構成としては、図8に示すような回路構成が考えられる。図8を参照すると反転積分器106は、演算増幅器80と、コンデンサ81と、抵抗82とから構成されている。反転積分器106に入力された信号は、抵抗82を介して演算増幅器80の反転入力端子に入力されている。また、演算増幅器80の非反転入力端子はグランドに接続され、演算増幅器80の非反転入力端子と出力端子との間にはコンデンサ81が接続されている。このような回路構成の反転積分器106の伝達関数は、抵抗82の抵抗

$$R(s) = \frac{g \cdot H(s)}{1 + g \cdot H(s) \cdot \frac{\alpha}{s}} = g \cdot \frac{s \cdot H(s)}{s + g \cdot H(s) \cdot \alpha} \cdots \cdots (1)$$

【0023】と表すことができる。角周波数 (ω) 軸上では、

$$R(j\omega) = g \cdot \frac{j\omega}{j\omega + g \cdot H(j\omega) \cdot \alpha} \cdot H(j\omega) \cdots \cdots (2)$$

【0025】と書ける。直流オフセット電圧の除去を論じるような低い周波数においては、ローパスフィルタ101の伝達関数 $H(j\omega)$ はほとんど1と考えてよく、

【0026】

【数3】

$$R(j\omega) \approx g \cdot \frac{j\omega}{j\omega + g \cdot \alpha} \cdots \cdots (3)$$

【0027】である。すなわち、利得が g でカットオフ周波数 f_c が、

【0028】

【数4】

$$f_c = \frac{g \cdot \alpha}{2\pi} \cdots \cdots (4)$$

【0029】の1次のハイパスフィルタであるとみなせる。

【0030】このように、図7の構成を用いれば、帰還路に反転積分器106を1つ構成するだけで直流オフセット電圧を除去することができる。さらに、この構成では、ローパスフィルタ101、VGA102、103、104、105のおおので発生する直流オフセット電圧もすべて除去可能である。従って、C-カット方式の場合と比較して少ない回路規模であり、しかも、信号の歪を最小限に抑えることができる。

【0031】しかしながら、この方法には次のような問題点がある。式(4)に示すように、直流除去のカットオフ周波数 f_c には g が含まれている。そのため、カットオフ周波数 f_c がVGA102～105の合計利得 g に比例して変化してしまう。

【0032】図9に式(2)の伝達関数の振幅特性を示す。この図9では合計利得 g の値を0dBから66dB

値をR、コンデンサ81の容量値をCとすると $-1/CR/s$ となり、 $\alpha = 1/CR$ となる。

【0021】この構成の伝達関数 $R(s)$ は、

g : VGA102～105の合計利得

$H(s)$: 帯域制限のローパスフィルタ101の伝達関数

α : 反転積分器106の係数

とすると、

【0022】

【数1】

【0024】

【数2】

まで6dB間隔で変化させた場合の振幅特性を計算しプロットしている。図9から明らかなように、合計利得 g が增大するとカットオフ周波数 f_c が高くなり、振幅の周波数特性が大きく崩れることがわかる。

【0033】

【発明が解決しようとする課題】上述した従来のダイレクトコンバージョン受信機のベースバンド回路では、直流オフセット電圧を除去するための回路を設けると、合計利得が増大するとカットオフ周波数が高くなってしまい、振幅の周波数特性が大きく崩れてしまうという問題点があった。

【0034】本発明の目的は、合計利得が変化した場合でも振幅の周波数特性が変化しないような直流オフセット電圧を除去するための回路が設けられたダイレクトコンバージョン受信機のベースバンド回路を提供することである。

【0035】

【課題を解決するための手段】上記目的を達成するために、本発明のダイレクトコンバージョン受信機のベースバンド回路は、アンテナから入力された高周波信号をベースバンド信号に直接変換するダイレクトコンバージョン受信機のベースバンド回路であって、前記ベースバンド信号を帯域制限する第1のローパスフィルタと、前記第1のローパスフィルタからの出力を、指示された利得だけ増幅して増幅後のベースバンド出力として出力する可変利得増幅手段と、前記可変利得増幅手段により増幅されたベースバンド信号を前記可変利得増幅手段の利得とほぼ等しい値だけ減衰させる減衰手段と、前記減衰手段からの出力のうちの直流成分を取り出すための第2のローパスフィルタと、前記第2のローパスフィルタの出

力を前記ベースバンド信号から減算する減算手段とから構成されている。

【0036】本発明では、可変利得増幅手段により増幅されたベースバンド信号を減衰手段により可変利得増幅手段の利得とほぼ等しい値だけ減衰させ、その後第2のローパスフィルタにより直流成分を取り出すようにしている。そのため、振幅の周波数特性におけるカットオフ周波数は、第2のローパスフィルタの係数のみによって決定され、可変利得増幅手段の合計利得の値によって変化することがない。これにより、本発明によれば、可変利得手段の合計利得によって周波数特性を変化させることなく直流オフセット電圧を除去することができる。

【0037】

【発明の実施の形態】次に、本発明の実施の形態について図面を参照して詳細に説明する。

【0038】（第1の実施形態）図1は本発明の第1の実施形態のダイレクトコンバージョン受信機のベースバンド回路の構成を示すブロック図である。図1におい

$$R(s) = \frac{g \cdot H(s)}{1 + g \cdot H(s) \cdot \frac{\alpha}{s \cdot g}} = g \cdot \frac{s \cdot H(s)}{s + H(s) \cdot \alpha} \quad \dots \dots (5)$$

【0043】と表すことができる。角周波数（ ω ）軸上では、

$$R(j\omega) = g \cdot \frac{j\omega}{j\omega + H(j\omega) \cdot \alpha} \cdot H(j\omega) \quad \dots \dots \dots (6)$$

【0045】と書ける。直流オフセット電圧の除去を論じるような低い周波数においては、ローパスフィルタ101の伝達関数 $H(j\omega)$ はほとんど1と考えてよく、

【0046】

【数7】

$$R(j\omega) \approx g \cdot \frac{j\omega}{j\omega + \alpha} \quad \dots \dots \dots (7)$$

【0047】となる。すなわち、利得が g でカットオフ周波数 f_c が、

【0048】

【数8】

$$f_c = \frac{\alpha}{2\pi} \quad \dots \dots \dots (8)$$

【0049】の1次のハイパスフィルタであるとなすことができる。

【0050】これより明かなように、式（8）にはVGA102～105の合計利得 g は含まれていないので、合計利得 g を変化させてもカットオフ周波数 f_c は変化することがない。

【0051】図2に式（6）の伝達関数の振幅特性の例を示す。この図2では合計利得 g の値を0dBから66dBまで6dB間隔で変化させた場合振幅特性を計算しプロットしている。図2から明かなように、合計利得

で、図7中の構成要素と同一の構成要素には同一の符号を付し、説明を省略するものとする。

【0039】本実施形態のベースバンド回路は、図7に示した従来のベースバンド回路に対して、帰還路に利得調整用の減衰器108が新たに設けられている。減衰器108の減衰量は、信号経路にあるVGA102、103、104、105の利得の合計である合計利得 g の逆数にほぼ等しくなるように設定されている。

【0040】次に、本実施形態のベースバンド回路の動作について詳細に説明する。

【0041】図7のベースバンド回路と同様に、

g : VGA102～105の合計利得

$H(s)$: 帯域制限のローパスフィルタ101の伝達関数

α : 反転積分器106の係数

とすると、全体の伝達関数 $R(s)$ は、

【0042】

【数5】

【0044】

【数6】

$\dots \dots \dots (6)$

g を変化させても振幅の周波数特性そのものは相対的に全く変化しないことがわかる。

【0052】このように、本実施形態のダイレクトコンバージョン受信機のベースバンド回路によれば、AGC回路407の合計利得 g によって周波数特性を変化させることなく直流オフセット電圧を除去することができる。

（第2の実施形態）次に、本発明の第2の実施形態のダイレクトコンバージョン受信機のベースバンド回路について説明する。

【0053】本発明の第2の実施形態のベースバンド回路は、図3に示されるように、その基本的構成は上記で説明した第1の実施形態と同様であるが、その構成が若干変更されている。

【0054】隣接チャンネル選択度などの規格が非常に厳しい場合、ローパスフィルタを1箇所ですべて実現するのが困難な場合がある。その場合、図3のようにローパスフィルタ101をフィルタ109とフィルタ110の2つに分離することがある。また、分離したローパスフィルタ109、110の間に、図3のようにVGA103を挿入したり、ローパスフィルタ109の手前にVGA702を設けるようにしたりする場合もある。このように回路ブロックの順序を入れ替えたり分割したりした場合でも本発明は全く同様に有効である。

【0055】（第3の実施形態）次に、本発明の第3の実施形態のダイレクトコンバージョン受信機のベースバンド回路について説明する。

【0056】上記第1および第2の実施形態のダイレクトコンバージョン受信機では、帰還路に反転積分器106と減衰器108を分離して設置していたが、本実施形態のダイレクトコンバージョン受信機のベースバンド回路では、反転積分器106と、減衰器108との代わりに図4に示すような1つの反転積分器818で構成することもできる。

【0057】この反転積分器818は、演算増幅器801と、コンデンサ802と、可変抵抗器817とから構成されている。また、可変抵抗器817は、抵抗803～809とスイッチ810～816とにより構成されており、スイッチ810～816を適切に動作させることにより、所望の抵抗値を得ることができるようにしている。

$$f_c = \frac{g \cdot \alpha}{2\pi} = \frac{g \cdot 1}{2\pi \cdot CR} = \frac{g}{2\pi \cdot C \cdot g \cdot R_0} = \frac{1}{2\pi \cdot C \cdot R_0} = \frac{\alpha_0}{2\pi} \dots \dots \dots (11)$$

【0064】となり、本実施形態の場合も合計利得gが変化してもカットオフ周波数 f_c は変化しないことがわかる。

【0065】

【発明の効果】以上説明したように、本発明によれば、AGC回路の合計利得によって周波数特性を変化させることなく直流オフセット電圧を除去することができるという効果を有する。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第1の実施形態のダイレクトコンバージョン受信機のベースバンド回路の構成を示すブロック図である。

【図2】図1のベースバンド回路の伝達関数の振幅特性を示す図である。

【図3】本発明の第2の実施形態のダイレクトコンバージョン受信機のベースバンド回路の構成を示すブロック図である。

【図4】本発明の第3の実施形態のダイレクトコンバージョン受信機のベースバンド回路の構成を示すブロック図である。

【図5】ダイレクトコンバージョン受信機の構成を示すブロック図である。

【図6】C-カット方式を採用した従来のダイレクトコンバージョン受信機のベースバンド回路の構成を示すブロック図である。

【図7】直流帰還方式を採用した従来のダイレクトコンバージョン受信機のベースバンド回路の構成を示すブロック図である。

【図8】図7中の反転積分器106の具体的例を示す回路図である。

【図9】図7に示した従来のベースバンド回路の伝達関

【0058】コンデンサ802の容量値をCとし、可変抵抗器817により得られる抵抗値をRとすると、この反転積分器818の係数 α は、

【0059】

【数9】

$$\alpha = \frac{1}{C \cdot R} \dots \dots \dots (9)$$

【0060】と表される。従って抵抗値Rを合計利得gに比例するように変化させてやれば、

【0061】

【数10】

$$R = g \cdot R_0 \dots \dots \dots (10)$$

【0062】と表せて、式（4）は、

【0063】

【数11】

数の振幅特性を示す図である。

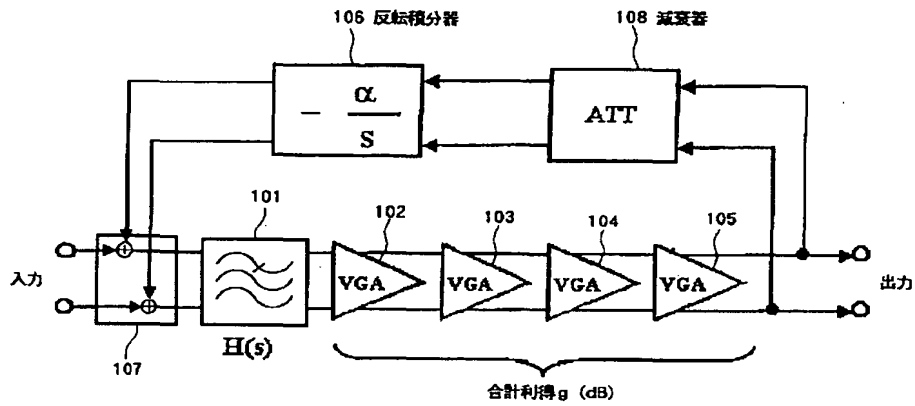
【符号の説明】

80	演算増幅器
81	コンデンサ
82	抵抗
101	ローパスフィルタ
102～105	可変利得増幅器（VGA）
106	反転積分器
107	加算器
108	減衰器
109、110	ローパスフィルタ
202～205	可変利得増幅器（VGA）
301	ローパスフィルタ
302～305	VGA
308～311	ハイパスフィルタ
401	アンテナ
402	高周波バンドパスフィルタ
403	ローノイズアンプ（LNA）
404	直交復調器
405、406	ベースバンドフィルタ
407	AGC回路
408	ベースバンド回路
416	利得制御回路
422	利得制御信号
423、424	増幅後のベースバンド信号
425	ローカル発振器
431	バッファアンプ
432、433	乗算器
434	移相器
702	VGA
706	反転積分器

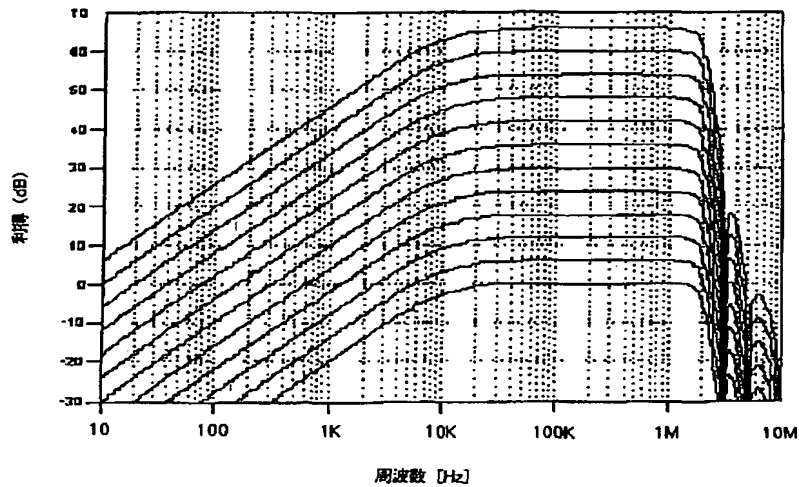
801 演算増幅器
802 コンデンサ
803~809 抵抗

810~816 スイッチ
817 可変抵抗器
818 反転積分器

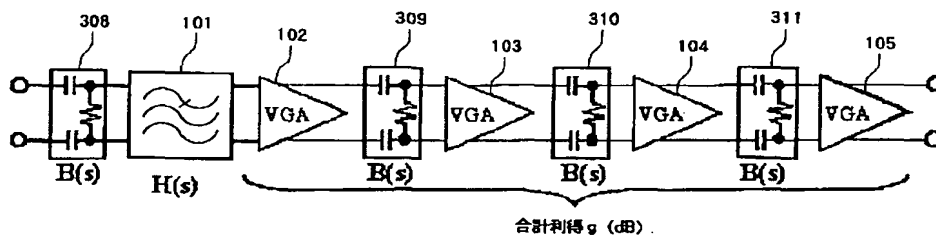
【図1】



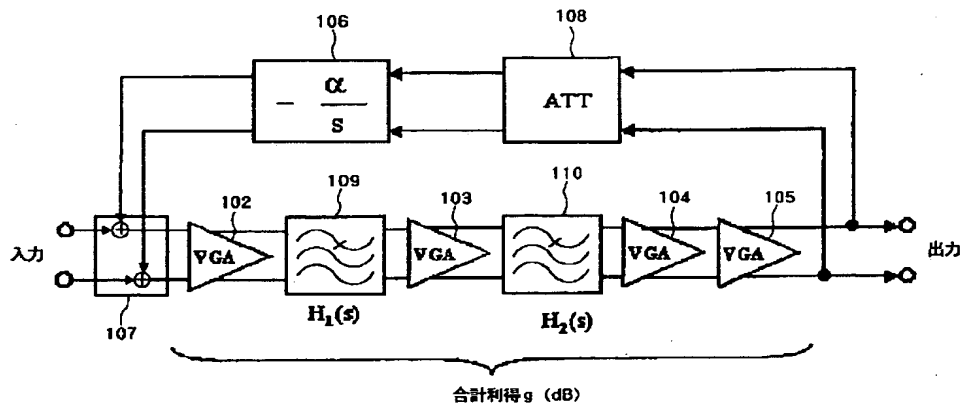
【図2】



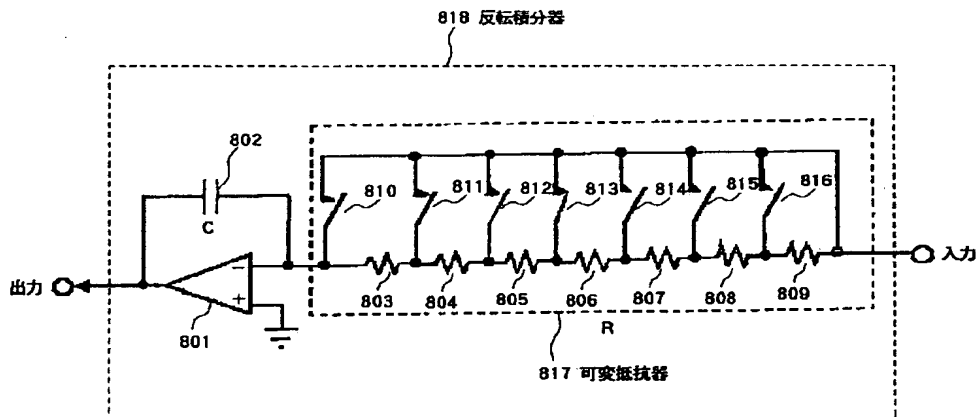
【図6】



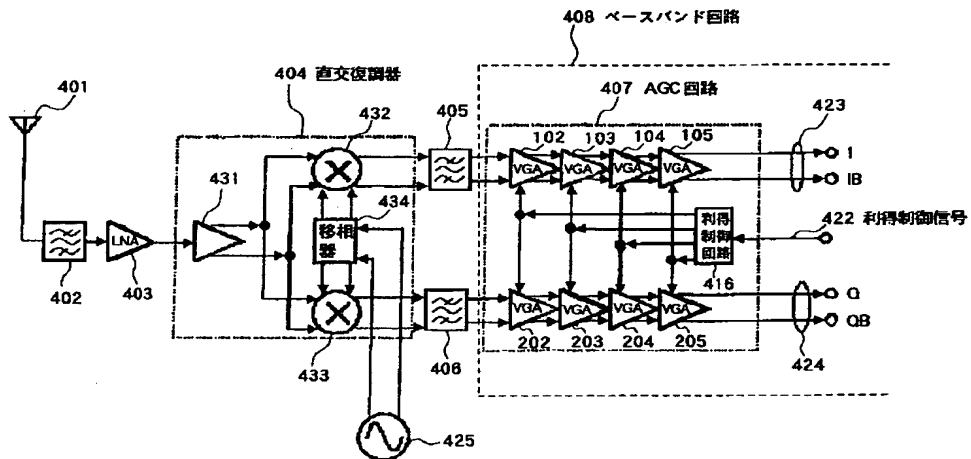
【図3】



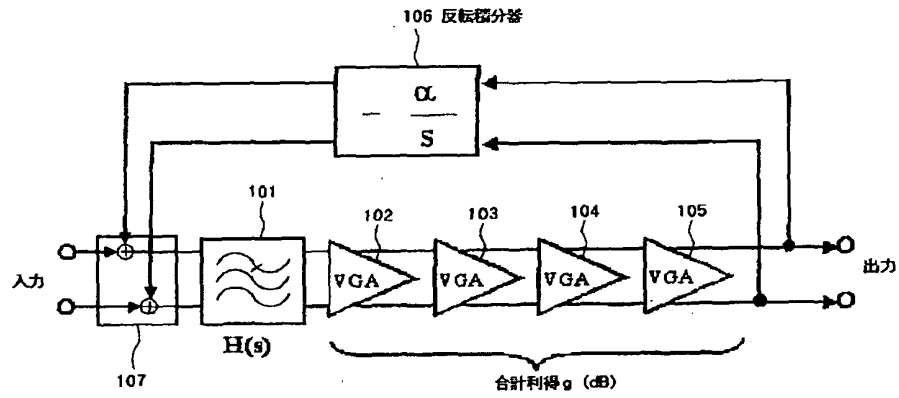
【図4】



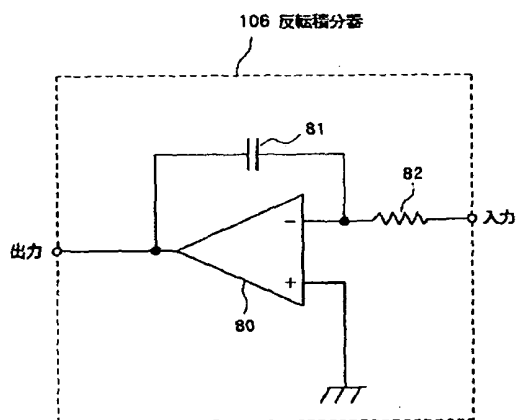
【図5】



【図7】



【図8】



【図9】

